

Y, Fig. 1, opt. Koppler 15/96



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑤1 Int. Cl.⁶:
H 04 L 25/49

⑧7 EP 0 464 457 B1

⑩ DE 691 26 065 T 2

②1	Deutsches Aktenzeichen:	691 26 065.6
⑧6	Europäisches Aktenzeichen:	91 109 996.8
⑧6	Europäischer Anmeldetag:	18. 6. 91
⑧7	Erstveröffentlichung durch das EPA:	8. 1. 92
⑧7	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	14. 5. 97
④7	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	9. 10. 97 ✓

③0 Unionspriorität:

165294/90 22.06.90 JP

⑦3 Patentinhaber:

Japan Aviation Electronics Industry, Ltd.,
Tokio/Tokyo, JP

⑦4 Vertreter:

Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166 Gräfelfing

⑧4 Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT, NL

⑦2 Erfinder:

Kaharu, Takeo, c/o Japan Aviation Electronics,
Shibuya-ku, Tokyo, JP; Shimamura, Masato, c/o
Japan Aviation Electronics, Shibuya-ku, Tokyo, JP;
Kohsaka, Yuza, c/o Japan Aviation Electronic,
Shibuya-ku, Tokyo, JP; Aihara, Shuichi, c/o Japan
Aviation Electronics, Shibuya-ku, Tokyo, JP;
Maezawa, Kousuke, c/o Japan Aviation Electronics,
Shibuya-ku, Tokyo, JP; Koike, Mitsuru, c/o Japan
Aviation Electronics, Shibuya-ku, Tokyo, JP

⑤4 Übertragungsverfahren für optische Busleitung und sendeseitiger Kodierer und empfangsseitiger Dekodierer
dafür

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie würde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 691 26 065 T 2

DE 691 26 065 T 2

EP O 464 457

5

Hintergrund der Erfindung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zum Übertragen über einen optischen Bus, bei dem digitale elektrische Manchester-Biphasen-Signale in Lichtsignale umgewandelt und
10 über einen optischen Bus übertragen werden. Die Erfindung betrifft auch einen Kodierer am Sendeende und einen Dekodierer am Empfangsende zur Verwirklichung des Verfahrens.

Es ist ein DATAC (Digital Autonomous Terminal Access Communication)-System bekannt, welches als LAN (Local Area Network - lokales Netzwerk) für die digitale Datenübermittlung
15 zwischen verschiedenen elektronischen Geräten eingeführt wurde, mit denen Flugzeuge bestückt sind (zum Beispiel eine Zeitschrift "NEC Giho", Bd. 39; Nr. 12, 1986, SS. 160-167). Das DATAC-System überträgt Daten als ein digitales Signal der Manchester Biphasen. Das digitale Signal der Manchester Biphasen wird in Form von zwei Impulsfolgen aus TXO- und TXN-Signalen übertragen, so daß folglich zwei Bus- oder Übertragungsleitungen nötig sind, um diese
20 getrennt voneinander zu übertragen.

Es wird für möglich gehalten, in dem DATAC-System einen optischen Bus zu verwenden; aber mit einem einzigen optischen Bus ist wegen der Verwendung eines optischen Kopplers eine Übertragung in zwei Richtungen unmöglich. Für diesen Fall sind insgesamt vier Lichtübertra-
25 gungsleitungen nötig, zwei für die optische Übertragung des TXO-Signals in zwei Richtungen und zwei für die optische Übertragung des TXN-Signals in zwei Richtungen. Hierdurch wird unweigerlich der Maßstab des Systems vergrößert.

Wenn viele Endgeräte oder Terminals an den optischen Bus angeschlossen sind, ist außerdem
30 der durch die optischen Koppler verursachte gesamte Übertragungsverlust verhältnismäßig groß, so daß ein von einem nahen Endgerät empfangenes optisches Signal und ein von einem entfernten Endgerät empfangenes optisches Signal einen stark unterschiedlichen Pegel haben. Wenn Vorsorge getroffen ist, um selbst ein optisches Signal von niedrigem Pegel zu empfangen, besteht die Möglichkeit, daß der Empfänger bei Empfang eines optischen Signals von hohem
35 Pegel gesättigt wird und dessen Signalverlauf stark verzerrt, was zur Folge hat, daß ein richtiger Impuls nicht erfaßt werden kann.

Außerdem muß ein optisches Signal von hoher optischer Leistung auf dem optischen Bus bereitgestellt werden, damit jedes Endgerät ein Signal von ausreichendem Pegel empfängt.
40 Wenn aber Impulse eines herkömmlichen elektrischen Signals intakt benutzt werden, kann kein Signal von hoher optischer Leistung ausgegeben werden.

Wenn eine Vielzahl von Endgeräten gleichzeitig Signale an den Bus ausgibt, ist es unmöglich, korrekte Daten zu erhalten. Aus diesem Grund beginnt jedes Endgerät mit der Übertragung nach

dem Feststellen eines sogenannten Busruhezustands, bei dem auf dem Bus kein Träger vorhanden ist.

Wenn gleichzeitig eine Vielzahl von Signalen aus irgendeinem Grund auf den Bus ausgegeben wird, das heißt bei Auftreten eines sogenannten Signalkollisionszustands nimmt jedes Endgerät diesen wahr und hört mit seiner Signalübertragung auf. Wenn bei dem bekannten System, bei dem ein elektrisches Signal durch ein optisches Signal ersetzt wird, ein Signal von großem Pegel und ein Signal von kleinem Pegel, die beide eine verhältnismäßig große Impulsbreite haben, einander überlappen, ist es schwierig, die Kollision zweier derartiger Signale festzustellen.

Die Dokumente EP-A-0 018 142 und US-A-4 545 077 offenbaren ein Übertragungsverfahren, um über einen optischen Bus ein dreistufiges Impulssignal entsprechend dem MIL Standard 1553 Datenübertragungssystem für Luftfahrzeuge zu übertragen. Dieses Signal beginnt und endet mit einem Nullpegel und hat eine Impulsfolge positiver und negativer Impulse dazwischen. Die Impulsfolge stellt ein kodiertes Manchester-II-Biphasen-Signal dar. Gemäß EP-A-0 018 142 wird zum Ermöglichen der Übertragung über den optischen Bus dieses dreistufige Signal auf der Sendeseite zu einem optischen zweistufigen Signal kodiert, an den Bus angelegt und auf der Empfangsseite zu einem wiedergewonnenen dreistufigen Signal dekodiert. Das Kodieren zu dem zweistufigen Signal weist das Erzeugen eines schmalen Impulses an jeder ins Positive gehenden Flanke und an jeder festen Zeitspanne während der Dauer jedes positiven Impulses auf. Im Gegensatz dazu lehrt US-A-4 545 077, die Einschränkungen des optischen Busses, der eine Übertragung negativer Impulse nicht erlaubt, dadurch zu überwinden, daß das ursprüngliche dreistufige Signal in eines mit einem Nullpegel, einem Zwischenpegel und einem hohen Pegel umgewandelt wird. In dem umgewandelten Signal entspricht folglich kein Licht dem Negativen im ursprünglichen Signal, ein Lichtzwischenpegel entspricht Null und ein hoher Lichtpegel entspricht dem Positiven.

Das Dokument JP-A-62-002751 offenbart ein Datenübermittlungsgerät, welches zwei unipolare Manchester-Signale, die im Verhältnis zueinander phaseninvertiert sind, in ein drittes Signal umwandelt. Das dritte Signal gleicht einem der beiden Signale, außer daß ihm ein schmaler Impuls hinzugefügt ist, der das Ende der Nachricht anzeigt. Der schmale Nachrichtenendimpuls wird in Abhängigkeit von der Erfassung des Nachrichtenendes aufgrund der beiden Signale erzeugt.

Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren zur Übertragung über einen optischen Bus, welches die Verringerung des Maßstabs des verwendeten optischen Bus und die Erweiterung des dynamischen Bereichs des empfangenden Signals erlaubt, ebenso wie einen sendeseitigen Kodierer und einen empfangsseitigen Dekodierer zur Verwirklichung eines derartigen Übertragungsverfahrens zu schaffen.

Dieses Ziel wird mit einem Verfahren erreicht, wie in Anspruch 1 bzw. 2 beansprucht, einem sendeseitigen Kodierer wie in Anspruch 5 bzw. 8 beansprucht und einem empfangsseitigen Dekodierer, wie in Anspruch 7 bzw. 11 beansprucht. Bevorzugte Ausführungsbeispiele der Erfindung sind Gegenstand der abhängigen Ansprüche.

Gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein schmaler Impuls synchron mit dem Anstieg eines führenden Impulses eines digitalen Signals TXN in den digitalen Manchester-Biphasensignalen TXO und TXN, ein schmaler Impuls synchron mit dem Anstieg jedes Impulses des Signals TXO sowie ein schmaler Impuls, der zu jeder vorherbestimmten Zeitspanne in der Dauer jedes Impulses auftritt, in einem Terminal oder Endgerät erzeugt. Diese schmalen Impulse werden in Lichtsignale oder optische Signale umgewandelt, die als eine Folge optischer Impulse an einen optischen Bus übertragen werden. In dem Terminal werden vom optischen Bus empfangene optische Impulse in ein elektrisches Signal umgewandelt, welches in seinen führenden Impuls und die anschließenden Impulse aufgeteilt wird. Die zuletzt genannten Impulse werden in Impulse umgewandelt, deren Impulsbreite der oben genannten, vorherbestimmten Zeitspanne entspricht, um hierdurch das oben erwähnte Signal TXO zu reproduzieren, und es wird eine in der Polarität umgekehrte Version des reproduzierten Signals TXO sowie der oben genannte führende Impuls kombiniert, um das Signal TXN zu reproduzieren.

Kurzbeschreibung der Zeichnungen

- Fig. 1 ist ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 2 ist ein Diagramm, welches einen Nachrichtenaufbau des DATAC-Systems zeigt;
- Fig. 3 ist eine Impulsübersicht, die ein Beispiel zeigt, bei dem zweiphasige Signale TXO und TXN von einem Kodierer in eine Impulsreihe gegeben werden;
- Fig. 4 ist ein Blockschaltbild eines spezifischen operativen Beispiels eines Kodierers 19;
- Fig. 5 ist ein Blockschaltbild eines spezifischen operativen Beispiels eines Dekodierers 37;
- Fig. 6 ist eine Impulsübersicht, die ein Beispiel der Erzeugung zweiphasiger Signale RXI und RXN aus einer Impulsfolge zeigt;
- Fig. 7 ist eine Impulsübersicht zur Erläuterung eines Verfahrens zum Übertragen über einen optischen Bus gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 8 ist ein Blockschaltbild eines Beispiels des Aufbaus eines Kodierers im zweiten Ausführungsbeispiel;
- Fig. 9 ist ein Blockschaltbild eines Beispiels des Aufbaus des Dekodierers im zweiten Ausführungsbeispiel;
- Fig. 10 stellt ein Beispiel der Konstruktion des Dekodierers zur Verwendung in dem Verfahren gemäß Fig. 7 dar;

Fig. 11 ist eine Impulsübersicht zur Erläuterung der Arbeitsweise des Dekodierers in Fig. 10; und

Fig. 12 ist eine Impulsübersicht, die ein Beispiel einer Signalkollision zeigt.

5

Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele

Fig. 1 veranschaulicht in Blockform ein Übertragungssystem, welches ein Verfahren der vorlie-
 10 genden Erfindung verwirklicht. Ein optischer Bus 11 besteht aus einer Lichtleitfaserübertra-
 gungsleitung zum Übertragen nach rechts 12 und einer Lichtleitfaserübertragungsleitung zum
 Übertragen nach links 13, wobei mit den Übertragungsleitungen 12 und 13 eine Vielzahl von
 Terminals 14 über optische Koppler 15 bzw. 16 verbunden ist:

15 Jedes Terminal enthält ein Element zum Anschluß an einen Bus des herkömmlichen DATAC-
 Systems, das heißt ein DATAC-Terminal 17, durch welches Daten zwischen einem Subsystem
 18 und dem Bus übermittelt und empfangen werden. Das DATAC-Terminal 17 gibt als digitale
 Manchester-Biphasensignale TXO und TXN die vom Subsystem 18 zu übertragenden Daten aus
 und liefert die empfangenen digitalen Manchester-Biphasensignale RXI und TXN nach dem
 20 Umwandeln in Daten an das Subsystem 18.

Die Nachrichtenstruktur von Daten vom DATAC-Terminal 17 vor dem Umwandeln in die digita-
 len Signale TXO und TXN ist von der in Fig. 2 gezeigten Art, die die gleiche ist wie in der oben
 genannten Literatur dargestellt. Die zu übertragenden Wörter sind klassifiziert als ein Kennwort
 25 LW und ein Datenwort DW, wie in den Reihen C und D in Fig. 2 gezeigt, und sie sind jeweils 20
 Bit lang. Das Kennwort LW ist aus drei Synchronisierbits SYN (1,5 Bits hohen Pegels plus 1,5
 Bits niedrigen Pegels), vier Kennerweiterungsbits LEX, zwölf Kennbits LAB, sechzehn Datenbits
 DATA und einem Paritätsbit PB zusammengesetzt. Das Datenwort DW ist aus drei Synchroni-
 sierbits SYN, sechzehn Datenbits DATA und einem Paritätsbit PB zusammengesetzt. Wie in den
 30 Reihen B und C in Fig. 2 gezeigt, bildet das Kennwort LW mit der Vielzahl der Datenwörter DW
 eine Wortkette WS, was die minimale Übertragungseinheit bildet. Am Anfang der Wortkette WS
 steht ein Kennwort LW, gefolgt von einem Datenwort DW, welches von 0 bis 255 Wörter lang
 ist. Jedes DATAC-Terminal 17 kann von 1 bis 31 Wortketten WS hintereinander übertragen,
 und die aus einer solchen Vielzahl von Wortketten WS zusammengesetzte Übertragungseinheit
 35 wird nachfolgend als Nachricht MS bezeichnet. Die Wortketten WS in der Nachricht MS sind
 durch eine Kettenlücke SG von vier Bit voneinander getrennt, und die Nachrichten MS sind
 durch eine Abschlußlücke TG von acht Bits oder mehr getrennt.

Das DATAC-Terminal 17 gibt eine derartige Nachricht MS als die digitalen Manchester-Bipha-
 40 sensignale TXO und TXN aus. Fig. 3 zeigt ein Beispiel dieser digitalen Signale TXO und TXN.
 Der auf die Abschlußlücke TG folgenden Nachricht MS geht unmittelbar eine Vorsynchroni-
 sierungsperiode PP voraus, in der ein Vorsynchronisierimpuls (PSSP) erzeugt wird. Als näch-
 stes wird das Synchronisierungssignal SYN, welches synchron mit dem Abfall des Impulses PSSP
 steigt und während einer 1,5 Bit Periode auf hohem Pegel und dann während einer 1,5 Bit

Periode auf niedrigem Pegel bleibt, als das Signal TXO bereitgestellt, welches dann mit einem Manchester-Code addiert wird, der während der ersten oder zweiten Halbperiode jedes Datenbits auf hohem Pegel liegt, je nach dem ob jedes Datenbit eine "1" oder "0" ist, und schließlich wird das Paritätsbit PB angehängt. Das Signal TXN ist eine in der Polarität umgekehrte Version des Signals TXO unmittelbar nach dem Vorsynchronisierimpuls PSSP und endet mit einem Impuls einer Breite von 0,5 Bit, bei dem es sich um eine umgekehrte Version des Paritätsbits PB des Signals TXO handelt. Die Breite des jeder Nachricht MS unmittelbar vorhergehenden Vorsynchronisierimpulses (PSSP) liegt etwa im Bereich von 100 bis 500 nS und ist variabel; aber andere Impulse haben Breiten, die ganzen Vielfachen von 250 nS gleichen.

Während des Signalempfangs extrahiert das DATAC-Terminal 17 notwendige Daten aus empfangenen digitalen Manchester-Biphasensignalen RXI (identisch mit dem Signal TXO) und RXN (identisch mit dem Signal TXN) und liefert diese Daten an das Subsystem 18.

Bei der vorliegenden Erfindung werden die digitalen Manchester-Biphasensignale TXO und TXN sowie ein Takt TICK einer Frequenz von 32 MHz (mit einer Periode von 31,25 nS) vom DATAC-Terminal 17 in einen Kodierer 19 eingegeben. Wie durch EXT in Fig. 3 angedeutet, gibt der Kodierer 19 einen schmalen Impuls synchron mit dem Anstieg des führenden Impulses des Signals TXN aus, das heißt mit dem Vorsynchronisierimpuls PSSP, und danach einen schmalen Impuls synchron mit dem Anstieg jedes Impulses des Signals TXO. Während der Dauer des Impulses des Signals TXO gibt der Kodierer 19 dann schmale Impulse zu festen Intervallen, 250 nS bei diesem Beispiel, aus. Diese Impulse werden als eine Impulsfolge ETX ausgegeben.

Der Kodierer 19 hat einen Aufbau, wie er in Fig. 4 gezeigt ist, bei dem das Signal TXO an einen Rückstellanschluß R eines Busruhedetektors 22 angelegt wird, der von einem Zähler gebildet ist. Der Busruhedetektor 22 zählt immer den Takt TICK der 31,25 nS Periode und bringt eine Ausgabe hohen Pegels "1" hervor, wenn er für mehr als 8 Bit Periode ($500 \text{ nS} \times 8 = 4 \text{ } \mu\text{S}$) nicht zurückgesetzt wird, das heißt nachdem er den Takt TICK mehr als 128 mal gezählt hat. Mit anderen Worten, wenn die Beendigung des Sendens einer Nachricht erfaßt wird, geht die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 22 auf den hohen Pegel "1". Die Anstiege der Impulse der Signale TXO und TXN werden von Flankendetektoren 23 bzw. 24 wahrgenommen. Der Flankendetektor 23 beliefert ein ODER-Gatter 25 mit einem Impuls, der jede ins Positive verlaufende Flanke des Signals TXO anzeigt. Die Ausgabe des Flankendetektors 23 und die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 22 werden einem Gate 26 bereitgestellt, welches nur den Anstieg oder die ins Positive verlaufende Flanke des Vorsynchronisierimpulses PSSP unter den Impulsen extrahiert, die ins Positive gehende Flanken des Signals TXN anzeigen, und gibt diese an das ODER-Gatter 25. Der Takt TICK wird von einem Oktalzähler 28 gezählt, der während jeder Periode niedrigen Pegels des Signals TXO zurückgesetzt wird. Eine Übertragsausgabe des Oktalzählers 28 wird an das ODER-Gatter 25 angelegt. Nachdem die Ausgabe der positivgehenden Flankenerfassung des Vorsynchronisierimpulses PSSP das Gate 26 durchläuft, wird die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 22 durch den Synchronisierimpuls SYN des Signals TXO niedrig gemacht, was das Gate 26 sperrt. Während der Periode hohen Pegels des Impulses des Signals TXO gibt der Oktalzähler 28 immer dann einen Impuls CP aus, wenn er jeweils acht Impulse des Taktes TICK der 31,25 nS Periode nach dem Anstieg des Impulses des Signals TXO gezählt hat, das heißt alle

250 nS. Dementsprechend wird das ODER-Gatter 25 mit allen positivgehenden Flankenerfassungsimpulsen des Signals TXO vom flankendetektor 23 dem vom Zähler 28 alle 250 nS während der Periode hohen Pegels des Signals TXO bereitgestellten Impuls CP und der positivgehenden Flankenerfassungsausgabe des Vorsynchronisierimpulses PSSP des Signals TXN vom flankendetektor 24 versorgt. Bei jedem Auftreten eines Ausgabeimpulses vom ODER-Gatter 25 erzeugt ein Impulsgenerator 29 einen schmalen Impuls mit einer Impulsbreite von 62,5 nS. Der Ausgabeimpuls des Impulsgenerators 29 ist der Ausgabeimpuls ETX des Kodierers 19 (siehe Fig. 3). Die Breite jedes Ausgabeimpulses vom Impulsgenerator 29 gleicht den beiden Perioden des Taktes TICK.

Unter erneutem Hinweis auf Fig. 1 wird die schmale Impulsfolge ETX vom Kodierer 19 über Treiber 31 und 32 an Lichtemissionselemente 33 und 34, beispielsweise Leuchtdioden angelegt, durch die sie in optische Impulsfolgen umgewandelt wird, die über die optischen Koppler 15 und 16 auf die optischen Übertragungsleitungen 12 bzw. 13 gegeben werden.

Andererseits werden die über die optischen Übertragungsleitungen 12 und 13 übertragenen optischen Impulse von den optischen Kopplern 15 bzw. 16 aufgeteilt und an eine Photodiode oder einen ähnlichen Photodetektor 35 des Terminals 14 angelegt, um in elektrische Signale umgewandelt zu werden. Die elektrischen Signale werden von einer Empfängerschaltung 36 verstärkt und einer Wellenformgestaltung unterzogen, und deren Ausgabeimpulsfolge RPS wird von einem Dekodierer 37 zu Signalen RXI und RXN entsprechend den Signalen TXO bzw. TXN der Sendeseite reproduziert. Die reproduzierten Signale RXI und RXN werden dem DATAC-Terminal 17 zur Verfügung gestellt.

Die Reproduktion durch den Dekodierer 37 wird auf der Basis jeder Flanke des Eingabeimpulses (beispielsweise der führenden Flanke) durchgeführt. Ein schmaler Impuls, der erstmals nach einem Empfangszustand ohne Signal empfangen wird, das heißt nach dem Busruhezustand der 8 Bit oder mehr betragenden Periode zeigt den Anstieg des Vorsynchronisierimpulses (PSSP) des Signals TXN an, und ein danach eingegebener schmaler Impuls ist ein Impuls, der dem Anstieg jedes Impulses des Signals TXO entspricht oder der Dauer von dessen Impuls entspricht. Es werden also anhand ihrer führenden Flanken die schmalen Impulse nach dem Impuls, der dem Anstieg des Vorsynchronisierimpulses PSSP entspricht, in Impulse umgewandelt, deren Breite dem Impulsintervall von schmalen Impulsen gleicht, welche während der Impulsdauer an der Sendeseite erzeugt werden, was bei dem obigen Beispiel eine Impulsbreite von 250 nS ist. Hierdurch wird das dem Signal TXO an der Sendeseite entsprechende Signal RXI reproduziert, und das dem Signal TXN entsprechende Signal RXN wird durch die Benutzung der in der Polarität umgekehrten Version des Signals RXI und des führenden schmalen Impulses reproduziert.

Fig. 5 veranschaulicht ein spezielles operatives Beispiel des Dekodierers 36 und Fig. 6 eine Impulsübersicht zur Erläuterung eines Beispiels für dessen Operation. Eine Impulsreihe RPS von einem Anschluß 38 wird einem Busruhedetektor 42 zur Verfügung gestellt, der von einem Zähler gebildet ist. Der Zähler wird durch die Impulsreihe RPS zurückgestellt. Der Busruhedetektor 42 zählt Empfangstaktimpulse RICK einer Frequenz von 32 MHz, die an einen Anschluß 41

angelegt werden, und wenn er während der Periode der Abschlußlücke nicht zurückg stellt wird, das heißt während einer Periode von über acht Bit ($500 \text{ nS} \times 8 = 4 \text{ } \mu\text{S}$, d.h. während einer Zeitspanne, die 128 Taktimpulsen RICK entspricht), geht die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 42 auf hoch. Wenn dann der Busruhedetektor 42 durch jenen führenden Impuls PPR der Impulsfolge RPS zurückgesetzt wird, der den Anstieg des Vorsynchronisierimpulses PSSP anzeigt, geht die Ausgabe BQ wieder auf niedrig. Der Abfall des Ausgabeimpulses vom Busruhedetektor 42 wird mittels eines Impulsdehners 43 verzögert und als Maskierimpuls BQ' ausgegeben. Der Maskierimpuls BQ' wird an ein Gate 44 angelegt, um dieses während der Dauer des Impulses BQ' zu sperren, wodurch der führende Impuls PPR aus der Impulsfolge RPS eliminiert wird. Zur gleichen Zeit wird der Maskierimpuls BQ' an ein Gate 46 angelegt, um dieses während der Dauer des Impulses BQ' zu aktivieren, was den Durchlaß allein des führenden Impulses PPR durch dasselbe ermöglicht. Ein Impulsgenerator 45 besteht beispielsweise aus einem monostabilen Multivibrator, und wenn diesem jeder der Impulse außer dem führenden Impuls PPR zugeführt wird, gibt er einen Impuls aus, der einen hohen Pegel hat während 250 nS. Als Ergebnis dessen wird die dekodierte Impulsfolge RXI erhalten. Andererseits erzeugt ein Vorimpulsgenerator 47, beispielsweise in Form eines monostabilen Multivibrators einen Vorimpuls PSSP einer Breite von 250 nS, wenn ihm der Ausgabeimpuls PPR des Gate 46 geliefert wird.

Der Ausgabeimpuls des Impulsgenerators 45 wird an ein NOR-Gatter 49 angelegt, von dem er in der Logik umgekehrt wird. Die logisch invertierte Ausgabe wird an ein Gate 51 angelegt und mit dem Vorimpuls PSSP kombiniert, und die kombinierte Ausgabe wird als die dekodierte Impulsfolge RXN bereitgestellt. Ein Zähler 48 wird einerseits von jedem Impuls des Impulsgenerators 45 zurückgestellt und zählt andererseits die Taktimpulse RICK. Bei diesem Beispiel bringt der Zähler 48 jedes Mal dann eine Ausgabe von hohem Pegel hervor, wenn er 32 Taktimpulse RICK gezählt hat (d.h. eine $1 \text{ } \mu\text{S}$ Periode). Während also die dekodierte Impulsfolge RXI erhalten wird, bleibt die Ausgabe des Zählers 48 niedrig, was das Gate 49 offenhält. Wenn die Periode der Kettenlücke SG oder der Abschlußlücke TG nach Beendigung der Impulsfolge RXI beginnt, bringt der Zähler 48 eine Ausgabe hohen Pegels $1 \text{ } \mu\text{S}$ nach dem Anfang der Periode hervor, wodurch das Gate 49 gesperrt wird.

Die dekodierte Impulsfolge RXN erhält also $1 \text{ } \mu\text{S}$ nach dem Beginn der Kettenlücke SG oder der Abschlußlücke TG einen niedrigen Pegel.

Wie anhand der obigen Beschreibung einzusehen ist, steigt die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 42 und folglich die Ausgabe BQ' des Impulsdehners 43 auf den hohen Pegel "1", wenn der Eingabeimpuls RPS über die acht Bit Periode hinweg nicht an den Anschluß 38 angelegt wird. Wie Fig. 6 zeigt, zeigt der erstmals in diesem Zustand angelegte Impuls PPR den Anstieg des Vorsynchronisierimpulses PSSP an, und durch den Impuls PPR wird die Ausgabe BQ des Busruhedetektors 42 auf niedrigen Pegel "0" gebracht, aber zu diesem Zeitpunkt ist das Gate 46 noch offen. Folglich durchläuft der Impuls PPR das Gate 46 und tritt in den Vorimpulsgenerator 47 ein, von dem der Vorimpuls PSSP erzeugt wird. Nach dem Abfall der Ausgabe BQ fällt der Maskierimpuls BQ', was das Gate 44 öffnet, aber das Gate 46 sperrt. Danach werden die Ausgaben BQ und BQ' niedrig gehalten, weil der Impuls RPS innerhalb der acht Bit Periode eingegeben wird. Dementsprechend werden die Impulse, die auf den Impuls PPR folgen,

welcher den Anstieg des Vorsynchronisierimpulses PSSP anzeigt, vom Signal TXO abgeleitet. Diese Impulse werden über das Gate 44 dem Impulsgenerator 45 zur Verfügung gestellt, der für jeden der obigen Impulse einen Impuls einer Dauer von 250 nS ausgibt. Wie Fig. 6 zeigt, dauert der Ausgabeimpuls des Impulsgenerators 45, wenn die Eingabeimpulse in Intervallen von 250 nS eingegeben werden, so lange wie diese Periode und hat eine Impulsbreite, die ein ganzes Vielfaches von 250 nS beträgt. Das Ausgabeimpulssignal TXO des Impulsgenerators 45, welches von den empfangenen Impulsen abgeleitet wurde, die auf der Grundlage des Signals TXO erzeugt wurden, wird als das Signal RXI ausgegeben, welches aus dem Signal TXO regeneriert wurde. Das Signal RXI wird an das NOR-Gatter 49 angelegt, von dem das Signal RXN erhalten wird, welches dem Signal TXN entspricht. Wird das empfangene Impulssignal RPS während 1 μ S nicht eingegeben, geht die Ausgabe des Zählers 48 hoch, wodurch das Signal RXN zwangsweise niedrig gemacht wird. Folglich ist der Impuls am Ende jeder Wortkette des Signals RXN länger als der entsprechende Impuls des Signals TXN, was aber keinen Einfluß auf das Dekodieren von Daten hat.

Fig. 7 ist eine Impulsübersicht zur Erläuterung eines zweiten Ausführungsbeispiels des Verfahrens zum Übertragen über einen optischen Bus gemäß der vorliegenden Erfindung. Dieses Ausführungsbeispiel ist bei einem Manchester-Biphasensignal für den Fall angewandt, wo der Vorsynchronisierimpuls PSSP auch im Signal TXO in den zweiphasigen Signalen TXO und TXN vorgesehen ist, die vom DATAC-Terminal 18 ausgegeben werden. Das bedeutet, daß in Betracht gezogen wird, daß nicht nur der Vorsynchronisierimpuls PSSP im Signal TXN vorgesehen ist, sondern daß auch ein Vorsynchronisierimpuls PPSSP (nachfolgend als primärer Vorsynchronisierimpuls bezeichnet), der mit dem obigen Vorsynchronisierimpuls PSSP synchron ist, im Signal TXO vorgesehen ist, wie Fig. 6 zeigt. In einem solchen Fall kann Zeitinformation über den Anstiegspunkt des Vorsynchronisierimpulses PSSP des Signals TXN aus dem Abfall des primären Vorsynchronisierimpulses PPSSP des Signals TXO erhalten werden. Das bedeutet, daß bei diesem Ausführungsbeispiel das Signal TXN nicht benutzt wird, sondern daß eine Folge von Übertragungsimpulsen vom Signal TXO allein abgeleitet und übertragen wird, und daß am Empfangsende die Manchester-Biphasensignale RXI und RXN aus der empfangenen Impulsfolge dekodiert werden. Mit anderen Worten, der Kodierer 19 in Fig. 1 erfaßt den primären Vorsynchronisierimpuls PPSSP des Signals TXO von den DATAC-Terminals 17 und erzeugt schmale Impulse, die dessen Anstieg bzw. Abfall anzeigen, und erzeugt dann schmale Impulse beim Anstieg jedes Impulses des Signals TXO und zu jeder festen Zeitspanne innerhalb der Dauer des Signals, um auf diese Weise die schmale Impulsfolge ETX auszugeben. Am Empfangsende regeneriert der Dekodierer 37 den primären Vorsynchronisierimpuls PPSSP und den Vorsynchronisierimpuls PSSP aus der empfangenen Impulsfolge RPS (die die gleiche ist wie die Impulsfolge ETX) und dekodiert die Manchester-Biphasensignale RXI und RXN, die ihnen folgen.

Fig. 8 zeigt ein Beispiel des Aufbaus des Kodierers 19 zur Verwendung in dem oben unter Hinweis auf Fig. 7 beschriebenen Übertragungssystem. Fig. 9 ist eine Impulsübersicht zur Erläuterung der Betriebsweise desselben. Das Signal TXO wird an einen Rückstellanschluß des von einem Zähler gebildeten Busruhedetektors 22 angelegt. Wenn er 64 (2 μ S) oder mehr Taktimpulse TICK einer Frequenz von 31,25 nS (4 MHz) gezählt hat, bringt der Zähler 22 seine Ausgabe BQ auf hohen Pegel, was die Abschlußlücke TG anzeigt. Für die in Fig. 9 gegebene

Impulsübersicht ist gezeigt, daß sie mit dem Zustand beginnt, in welchem ein Flipflop 21 vom hohen Pegel der Ausgabe BQ zurückgesetzt wird. Wenn der erste Impuls (PPSSP) des Signals TXO bei diesem Zustand eingegeben wird, gelangt er über ein Gate 26B an ein Flipflop 24A. Durch den Anstieg des Impulses PPSSP wird in das Flipflop 24A ein hoher Pegel eingegeben, welches dadurch unmittelbar durch seinen Q-Ausgang zurückgestellt wird. Mit anderen Worten, das Flipflop 24A nimmt den Anstieg des primären Vorsynchronisierimpulses PPSSP wahr und gibt einen kurzen Impuls D5 aus. Ähnlich wird der Abfall des primären Vorsynchronisierimpulses PPSSP von einem Flipflop 24B wahrgenommen, welches einen kurzen Impuls D6 ausgibt. Der Q-Ausgang des Flipflops 21 wird andererseits durch den Abfall des Impulses PPSSP auf hohen Pegel gesetzt, was ein Gate 26A aktiviert und das Gate 26B deaktiviert. Infolgedessen wird das Signal TXO über das Gate 26A an einen Rückstellanschluß eines 4-Bit Johnson-Zählers 28A angelegt. Nach jedem Zählen von vier Taktimpulsen TICK kehrt der 4-Bit Johnson-Zähler 28A den logischen Pegel seines Q1-Ausganges um, und seine übrigen Ausgänge Q2, Q3 und Q4 werden ähnlich im Pegel umgekehrt, aber der Reihe nach um einen Takt in der Phase verzögert. Der Q1- und Q2-Ausgang des Zählers 28A ist mit einem logischen Gate 28B verbunden, welches an seinem Ausgang D4 alle acht Taktimpulse TICK einen Impuls ausgibt, während das Signal D2, welches an den Rückstellanschluß des Zählers 28A angelegt wird, eine Periode hohen Pegels hat. Das bedeutet, daß eine Kombination aus dem 4-Bit Johnson-Zähler 28A und dem logischen Gate 28B die gleiche Funktion besitzt wie die des Oktalzählers 28 in Fig. 4. Impulse in den Ausgängen D4, D5 und D6 des Gate 28B und der Flipflops 24A und 24B werden über ein Gate 25 an den Impulsgenerator 29 geliefert, der auf jeden Eingabeimpuls unter Erzeugung eines Impulses reagiert, der während einer Zeitspanne einen hohen Pegel hat, während der zwei Taktimpulse TICK zu zählen sind (62,5 nS). Die resultierende Impulsfolge wird als Ausgabesignal ETX des Kodierers 19 ausgegeben. Auf diese Weise erzeugt der Kodierer 19 schmale Impulse am Anstieg und Abfall des primären Vorsynchronisierimpulses PPSSP (wobei der Abfall dem Anstieg des Vorsynchronisierimpulses PSSP entspricht), und gibt danach einen schmalen Impuls bei jedem Anstieg des Signals TXO und in regelmäßigen Intervallen von 250 nS (acht Taktimpulse TICK) aus, während der hohe Pegel andauert.

Fig. 10 veranschaulicht ein Beispiel des Aufbaus des Dekodierers 37 zur Verwendung bei dem in Fig. 7 dargestellten Übertragungsverfahren, und Fig. 11 ist eine Impulsübersicht zur Erläuterung des Betriebs desselben. Bei diesem Beispiel wird der Busruhedetektor 42, der immer den Takt RICK zählt, vom Signal RXI zurückgestellt, bei dem es sich um das dekodierte Ergebnis handelt. Und wenn der Zustand, in dem das Signal RXI nicht ausgegeben wird, 2 μ S andauert, bringt der Busruhedetektor 42 seine Ausgabe BQ auf hohen Pegel. Die in Fig. 11 gezeigte Impulsübersicht beginnt mit dem Zustand, in dem die Busruheperiode schon länger als 2 μ S in der Abschlußblücke TG dauert und die Ausgabe BQ einen hohen Pegel hat. Folglich befindet sich ein Flipflop 52 in seinem Rückstellzustand, und über seinen Q-Ausgang von niedrigem Pegel wird ein Gate 44 gesperrt und ein Gate 46 geöffnet. Der empfangene Impuls RPS ist der erste Impuls D1, der das Gate 46 passiert hat und den Q-Ausgang eines Flipflops 47 auf hohen Pegel bringt, und der nächste Impuls bringt den Q-Ausgang auf niedrigen Pegel, wodurch der primäre Vorsynchronisierimpuls PPSSP regeneriert wird, wie durch D2 in Fig. 11 angedeutet. Der primäre Vorsynchronisierimpuls PPSSP wird über das Gate 51 ausgegeben, und durch den Abfall des Impulses PPSSP liest das Flipflop 52 darin ein n hohen Pegel und bringt seinen Q-

Ausgang D3 auf hohen Pegel, wodurch das Gate 44 gesperrt und das Gate 46 geöffnet wird. Danach wird der empfangene Impuls RPS als ein Signal D4 über das Gate 44 dem Impuls-generator 45 geliefert. Bei jedem Anlegen des schmalen Impulses (des Signals D4) an den Impuls-generator 45 gibt dieser einen Impuls einer Breite von 250 nS aus. Wenn also der Reihe nach alle 5 250 nS Eingabeimpulse geliefert werden, wie durch das Signal D4 angedeutet, wird ein Impuls einer Breite entsprechend der Anzahl der Impulse erzeugt, wie durch das Signal D5 angedeutet. Das Ausgangssignal D5 des Impulsgenerators 45 wird als das Signal RXI über das Gate 51 bereitgestellt und in seiner Logik von einem NOR-Gatter 49 umgekehrt, von dem es als das Signal RXN ausgegeben wird. Das Ausgangssignal RXI des Gate 51 wird an einen Rückstellan- 10 schluss des Zählers 48 angelegt, der immer den Takt RICK zählt. Wenn er 32 ($1 \mu\text{S}$) oder mehr Taktimpulse RICK gezählt hat, entscheidet der Zähler 48, daß die Kettenlücke SG oder Abschlußlücke TG erreicht worden ist und bringt seinen Ausgang D6 auf hohen Pegel, was zwangsläufig dem Signal RXN niedrigen Pegel gibt. Auf diese Weise dekodiert der in Fig. 10 gezeigte Dekodierer 37 aus der Folge empfangener Impulse RPS das Signal RXI, an dessen 15 Anfang der primäre Vorsynchronisierimpuls PPSSP steht, und das Signal RXN, an dessen Anfang der Vorsynchronisierimpuls PSSP steht.

Gemäß der vorliegenden Erfindung werden, wie vorstehend beschrieben, das Signal TXO und das Signal TXN die Manchester-Biphasensignale darstellen und den Vorsynchronisierimpuls 20 PSSP als Zeitsteuerinformation enthalten, als ein einziges optisches Signal übertragen. Oder es wird das Signal TXO, welches den primären Vorsynchronisierimpuls PPSSP als Zeitsteuerinformation enthält, als ein optisches Signal übertragen, und dieses optische Signal kann so regeneriert werden, daß es die beiden Manchester-Biphasensignale RXI und RXN bildet. Folglich kann der Maßstab des verwendeten optischen Bus im Vergleich zu demjenigen im Fall der Übertra- 25 gung der beiden Signale TXO und TXN als getrennte optische Signale um eins reduziert werden.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird eine Impulsfolge, die schmäler ist als die ursprünglichen Signale TXO und TXN, übertragen, und an der Empfangsseite wird jeder Impuls als ein bloßes Zeitsteuersignal an seiner führenden Flanke verarbeitet. Selbst wenn der Pegel eines eingegebenen optischen Signals also so groß ist, daß ein Begrenzer-Verstärker in der Empfängerschaltung 30 36 gesättigt wird und die Impulsbreite verzerrt, kann das Signal wahrheitsgemäß regeneriert werden, vorausgesetzt die Impulsbreite ist kleiner als die des Signals TXO. Damit wird der dynamische Bereich für den Eingabepiegel erweitert. Anders ausgedrückt, wird das in jeden optischen Koppler eingegebene optische Signal in zwei optische Signale aufgeteilt, und folglich 35 kann ein optisches Signal, welches eine Anzahl optischer Koppler durchlaufen hat, und ein optisches Signal, welches eine kleine Anzahl optischer Koppler durchlaufen hat, die an den optischen Bus 11 angeschlossen sind, genau regeneriert werden, auch wenn die Pegel ihrer eingegebenen optischen Signale sich merklich unterscheiden. Wo der Impuls jedes Bits des ursprünglichen Signals TXO zu einem optischen Signal einer Impulsbreite ($62,5 \text{ nS}$) gemacht wird, die 40 einem Viertel der ursprünglichen Impulsbreite (250 nS) entspricht, ist eine zulässige Verzerrung in der Empfängerschaltung 36, ausgedrückt als Impulsbreite, viermal größer als in der Vergangenheit.

Wie vorstehend beschrieben, wird das Tastverhältnis des optischen Signals merklich kleiner als das Tastverhältnis des ursprünglichen Signals TXO (etwa 50 %). Folglich ist das Zeichenverhältnis des optischen Signals, das heißt das Verhältnis der Zeit, während der ein Strom in einem Lichtemissionselement fließt, niedriger als in dem Fall, wo das ursprüngliche Signal TXO unmittelbar in ein optisches Signal umgewandelt wird. Wenn eine Leuchtdiode als Lichtemissionselement benutzt wird, ist der Wert des Stroms, der darin fließen kann, angesichts der Grenze der Temperatur am Übergang der Diode begrenzt; aber man kann Strom über einen Wert kontinuierlichen Stroms hinaus fließen lassen, wenn die Zeit sehr kurz ist. Wenn beispielsweise das Anlegen kontinuierlichen Stroms mit 50 mA bemessen wird, wenn das Zeichenverhältnis des optischen Signals zu 1/8 und seine Impulsbreite ausreichend klein gemacht wird, ist es möglich, einen Strom fließen zu lassen, der einen Spitzenwert von 400 mA hat, und damit kann die optische Wirkung verachtfacht werden. Da bei der vorliegenden Erfindung eine schmale optische Impulsfolge ausgegeben wird, kann die optische Wirkung entsprechend erhöht werden, und es können viele optische Koppler mit dem optischen Bus verbunden werden.

Wenn die beiden Terminals 14 gleichzeitig Signale auf den optischen Bus 11 geben und es zu einer Signalkollision kommt, muß man die Kollision wahrnehmen, um die Signalübertragung zu beenden und empfangene Signale als falsche Daten außer Acht zu lassen. Es sei nun beispielsweise angenommen, daß ein ursprüngliches Signal TXO1 eines von einem nahe gelegenen Terminal eingehenden Signals und ein ursprüngliches Signal TXO2 eines von einem entfernten Terminal eingehenden Signals ein solches zeitlich überlappendes Verhältnis haben, wie in den Reihen A und B in Fig. 12 gezeigt. In diesem Fall nimmt das empfangene Signal RPS, welches durch unmittelbares Umwandeln der ursprünglichen Signale TXO1 und TXO2 ohne Änderung ihrer Impulsbreiten erhalten würde, eine Wellenform an, bei der der Impuls mit einem kleinen Pegel P_2 von dem entfernten Terminal den Impuls mit einem großen Pegel P_1 von dem nahegelegenen Terminal überlappt, wie auf Reihe C in Fig. 12 gezeigt. Die Differenz zwischen den Pegeln P_1 und P_2 ist etwa 1000:1. Es ist sehr schwierig, ein solches Überlappen von Signalen festzustellen. Da die Breite jedes Impulses des ursprünglichen Signals TXO auf ein Viertel reduziert würde, ist jedoch bei der vorliegenden Erfindung die Wahrscheinlichkeit groß, daß in diesem Fall der optische Impuls mit dem großen Pegel von dem nahegelegenen Terminal und der optische Impuls mit dem kleinen Pegel von dem entfernten Terminal einander nicht überlappen, wie auf Reihe D gezeigt, und daher leicht festzustellen. Im Manchester-Code besteht keine Möglichkeit, daß zwei Impulse in einem Bit (500 nS) bestehen, und der Empfang eines derartigen Signals, wie in Reihe D gezeigt, zeigt das Auftreten einer Signalkollision an, so daß folglich die Kollision leicht wahrzunehmen ist. Wenn die beiden optischen Signale einander vollständig überlagert sind, kann die Signalkollision nicht wahrgenommen werden. Es ist offensichtlich, daß die Erfassung der Signalkollision um so einfacher ist, je niedriger das Zeichenverhältnis des optischen Signals ist.

Wie oben beschrieben, wird gemäß der vorliegenden Erfindung eine Impulsfolge, die von einem oder beiden der digitalen Manchester-Biphasensignale TXO und TXN abgeleitet wurde, als ein optisches Signal übertragen, und am Empfangsende können die ursprünglichen digitalen Manchester-Biphasensignale TXO und TXN regeneriert werden, und der Maßstab des verwendeten optischen Bus kann verringert werden. Darüber hinaus wird das optische Signal als ein

schmäler Impuls übertragen, so daß der Dynamikbereich des Empfangspegels erweitert werden kann. Da es sich bei dem zu übertragenden Impuls um einen schmalen Impuls handelt, kann ferner ein optischer Impuls von starker Intensität ausgegeben werden. Außerdem erlaubt es das kleine Zeichenverhältnis des optischen Impulses, eine Signalkollision leicht wahrzunehmen.

EP 0 464 457

5

Patentansprüche

1. Verfahren zum Übertragen eines ersten und eines zweiten digitalen elektrischen
 10 Manchester-Biphasensignals (TXO, TXN) von irgendeinem untereinander mittels eines optischen
 Bus (11) verbundener Terminals (14) zu einem anderen, welches folgende Schritte aufweist:
 im Sendeterminal:

(A-1) Erzeugen eines schmalen Impulses beim Anstieg eines führenden Impulses
 (PSSP) des zweiten Manchester-Biphasensignals (TXN) synchron mit demselben,

15 (A-2) Erzeugen schmaler Impulse beim Anstieg jedes Impulses des ersten Manchester-
 Biphasensignals und bei jeder festen Zeitspanne während der Dauer des Impulses des ersten
 Manchester-Biphasensignals (TXO);

(A-3) Kombinieren der durch Schritte (A-1) und (A-2) erzeugten schmalen Impulse zur
 Schaffung einer ersten Impulsfolge schmaler Impulse (ETX); und

20 (A-4) Umwandeln der ersten Impulsfolge in eine Folge optischer Impulse und Übertra-
 gen derselben durch den optischen Bus;

und im Empfangsterminal:

(B-1) Empfangen der Folge optischer Impulse und Umwandeln derselben in eine zweite
 Impulsfolge schmaler elektrischer Impulse (RPS);

25 (B-2) Trennen der zweiten Impulsfolge in einen führenden schmalen Impuls (PPR) und
 anschließende schmale Impulse;

(B-3) Umwandeln jedes der anschließenden schmalen Impulse in einen Impuls, dessen
 Breite der festen Zeitspanne gleicht, um dadurch ein wiedergewonnenes erstes Manchester-
 Biphasensignal (RXI) zu erhalten;

30 (B-4) Umwandeln des führenden schmalen Impulses in einen führenden Impuls (PSSP)
 einer Breite, die der festen Zeitspanne gleicht;

(B-5) Invertieren des wiedergewonnenen ersten Manchester-Biphasensignals; und

(B-6) Kombinieren des führenden Impulses und des invertierten, wiedergewonnenen
 ersten Manchester-Biphasensignals, um dadurch ein wiedergewonnenes zweites Manchester-
 35 Biphasensignal (RXN) zu erhalten.

2. Verfahren zum Übertragen eines ersten und eines zweiten digitalen elektrischen
 Manchester-Biphasensignals (TXO, TXN) von irgendeinem untereinander mittels eines optischen
 40 Bus (11) verbundener Terminals (14) zu einem anderen, welches folgende Schritte aufweist:

im Sendeterminal:

(A-1) Erzeugen schmaler Impulse beim Anstieg und Abfall eines führenden Impulses
 (PSSP) des ersten Manchester-Biphasensignals (TXO) synchron mit demselben,

(A-2) Erzeugen schmaler Impulse beim Anstieg jedes Impulses des ersten Manchester-Biphasensignals und bei jeder festen Zeitspanne während der Dauer des Impulses des ersten Manchester-Biphasensignals;

(A-3) Kombinieren der durch Schritte (A-1) und (A-2) erzeugten schmalen Impulse zur Schaffung einer ersten Impulsfolge schmaler Impulse (ETX); und

(A-4) Umwandeln der ersten Impulsfolge in eine Folge optischer Impulse und Übertragen derselben durch den optischen Bus;

und im Empfangsterminal:

(B-1) Empfangen der Folge optischer Impulse und Umwandeln derselben in eine zweite Impulsfolge schmaler elektrischer Impulse;

(B-2) Trennen der zweiten Impulsfolge in zwei führende schmale Impulse und anschließende schmale Impulse;

(B-3) Schaffen eines Vorsynchronisierimpulses (PPSSP), der synchron mit den beiden führenden schmalen Impulsen steigt bzw. fällt;

(B-4) Umwandeln jedes der anschließenden schmalen Impulse in einen Impuls, dessen Breite der festen Zeitspanne gleicht, um eine Impulsreihe zu erzeugen;

(B-5) Kombinieren des Vorsynchronisierimpulses und der Impulsreihe, um dadurch ein wiedergewonnenes erstes Manchester-Biphasensignal (RXI) zu erhalten; und

(B-6) Invertieren der Impulsreihe, um dadurch ein wiedergewonnenes zweites Manchester-Biphasensignal (RXN) zu erhalten.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die schmalen Impulse jeweils eine Breite haben, die kleiner ist als ein Viertel einer Bitlänge der Manchester-Biphasensignale.

4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3, bei dem jedes Sendeterminale (14) die optische Impulsfolge über einen ersten und zweiten optischen Koppler (15, 16) sowohl einem ersten als auch einem zweiten Bus (12, 13) des optischen Bus (11) bereitstellt, und jedes Empfangsterminal (4) optische Signale vom ersten und zweiten Bus (12, 13) über einen ersten bzw. zweiten optischen Koppler (15, 16) empfängt.

5. Sendeseitiger Kodierer zur Verwirklichung eines Übertragungsverfahrens, bei dem einer Impulsfolge, die von einem ersten und zweiten Manchester-Biphasensignals (TXO, TXN) abgeleitet ist, ein Impuls angehängt wird, der die zeitliche Steuerung eines Vorsynchronisierimpulses (PSSP) anzeigt, welcher an den Kopf des zweiten Manchester-Biphasensignals (TXN) angehängt ist, die Impulsfolge (ETX) in eine Folge optischer Impulse umgewandelt und über einen optischen Bus (11) übertragen wird und eine empfangene Folge optischer Impulse in ein elektrisches Impulsfolgesignal (RPS) umgewandelt wird, von welchem die Manchester-Biphasensignale wiedergewonnen werden, wobei der Kodierer folgendes aufweist:

eine erste Anstiegsdetektoreinrichtung (23) zum Erfassen jedes Anstiegs des ersten Manchester-Biphasensignals (TXO) und zum Ausgeben eines ersten Impulses in Abhängigkeit von jedem erfaßten Anstieg;

eine Abschlußlückendetektoreinrichtung (22) zum Erfassen, daß das erste Manchester-Biphasensignal (TXO) während mehr als einer vorherbestimmten Zeitspanne auf niedrigem Pegel bleibt, zum Ausgeben eines Lückenerfassungssignals (BQ) eines vorherbestimmten logischen

Pegels in Abhängigkeit von der Erfassung und zum Halten des ersten Lückenerfassungssignals bis zum ersten Anstieg des ersten Manchester-Biphasensignals (TXO);

eine zweite Anstiegsdetektoreinrichtung (24) zum Erfassen jedes Anstiegs des zweiten Manchester-Biphasensignals (TXN) und zum Ausgeben eines zweiten Impulses in Abhängigkeit von jedem erfaßten Anstieg;

eine Gateeinrichtung (26), der das Lückenerfassungssignal (BQ) zur Aktivierung eines Gate zugeführt wird, um den Durchlaß nur eines ersten der zweiten Impulse entsprechend dem Vorsynchronisierimpuls zu erlauben;

eine Impulsgeneratoreinrichtung (28) zum Erzeugen eines dritten Impulses jedesmal, wenn das erste Manchester-Biphasensignal (TXO) während einer 0,5-Bit Länge der Manchester-Biphasensignale auf hohem Pegel bleibt; und

eine Impulsfolgegeneratoreinrichtung (25, 29) zum Kombinieren der ersten Impulse, des ersten der zweiten Impulse und der dritten Impulse zu einer Serie von Impulsen und zum Ausgeben eines schmalen Impulses, der kürzer ist als die 0,5-Bit Länge, in Abhängigkeit von jedem Impuls in der Serie, wodurch die Impulsfolge (ETX) erhalten wird, die in die Folge optischer Impulse umzuwandeln ist.

6. Kodierer nach Anspruch 5, bei dem die Impulsfolgegeneratoreinrichtung eine ODER-Schaltung (25) zum Kombinieren der ersten Impulse, des ersten der zweiten Impulse und der dritten Impulse zu einer Serie von Impulsen sowie einen Generator (29) schmaler Impulse einschließt, der auf jeden Ausgangsimpuls der ODER-Schaltung anspricht und den schmalen Impuls einer Breite entsprechend einer 0,25-Bit Länge der Manchester-Biphasensignale erzeugt.

7. Empfangsseitiger Dekodierer zur Verwirklichung eines Übertragungsverfahrens, bei dem einer Impulsfolge, die von einem ersten und zweiten Manchester-Biphasensignals (TXO, TXN) abgeleitet ist, ein Impuls angehängt wird, der die zeitliche Steuerung eines Vorsynchronisierimpulses (PSSP) anzeigt, welcher an den Kopf des zweiten Manchester-Biphasensignals (TXN) angehängt ist, die Impulsfolge (ETX) in eine Folge optischer Impulse umgewandelt und über einen optischen Bus (11) übertragen wird und eine empfangene Folge optischer Impulse in ein elektrisches Impulsfolgesignal (RPS) umgewandelt wird, von welchem die Manchester-Biphasensignale wiedergewonnen werden, wobei der Kodierer folgendes aufweist:

eine Busruhedetektoreinrichtung (42, 43), zum Erfassen, daß das elektrische Impulsfolgesignal über mehr als eine vorherbestimmte Zeitspanne auf hohem Pegel bleibt, zum Ausgeben eines Busruheerfassungssignals (BQ') eines vorherbestimmten logischen Pegels in Abhängigkeit von der Erfassung und zum Halten des Busruheerfassungssignals bis zu einem ersten Impuls des elektrischen Pulsfolgesignals;

eine erste Gateeinrichtung (46), der das Busruheerfassungssignal geliefert wird, und die geeignet ist, den Durchlaß des ersten Impulses des elektrischen Impulsfolgesignals durch dieselbe zu erlauben;

eine zweite Gateeinrichtung (44), der das Busruheerfassungssignal zugeführt wird, und die geeignet ist, den Durchlaß des ersten Impulses des elektrischen Impulsfolgesignals durch dieselbe zu unterbinden und den Durchlaß der anschließenden Impulse durch dieselbe zu erlauben;

eine Vorsynchronisierimpulsgeneratoreinrichtung (47), die auf den Ausgabeimpuls der ersten Gateeinrichtung (46) anspricht und einen Vorsynchronisierimpuls (PSSP) von einer festen Breite erzeugt;

5 eine Impulsgeneratoreinrichtung (45), die auf jeden Ausgabeimpuls der zweiten Gateeinrichtung anspricht und einen Impuls einer Breite erzeugt, die einer 0,5-Bit Länge der Manchester-Biphasensignale gleicht, wodurch das wiedergewonnene erste Manchester-Biphasensignal erhalten wird; und

10 eine Invertiereinrichtung (49, 51) zum Kombinieren des Vorsynchronisierimpulses von dem Vorsynchronisierimpulsgenerator und einer in der Logik umgekehrten Version jedes Impulses von der Impulsgeneratoreinrichtung (45), wodurch das wiedergewonnene zweite Manchester-Biphasensignal erhalten wird.

8. Sendeseitiger Kodierer zur Verwirklichung eines Übertragungsverfahrens, bei dem ein erstes erster und zweiter Manchester-Biphasensignale (TXO, TXN), angeführt von einem primären Vorsynchronisierimpuls (PPSSP) in eine Folge optischer Impulse umgewandelt und
15 über einen optischen Bus (11) übertragen wird, und eine empfangene Folge optischer Impulse in ein elektrisches Impulsfolgesignal umgewandelt wird, von dem die zwei Manchester-Biphasensignale wiedergewonnen werden, wobei der Kodierer folgendes aufweist:

20 eine Abschlußlückendetektoreinrichtung (22) zum Feststellen, daß das erste Manchester-Biphasensignal über mehr als eine vorherbestimmte Zeitspanne auf niedrigem Pegel bleibt und zum Ausgeben eines Lückenerfassungssignals (BQ) in Abhängigkeit von der Feststellung und zum Halten des Lückenerfassungssignals, bis der primäre Vorsynchronisierimpuls (PPSSP) ansteigt;

25 eine Extrahiereinrichtung (21, 26B) für den primären Vorsynchronisierimpuls, die auf das Lückenerfassungssignal anspricht und den primären Vorsynchronisierimpuls extrahiert und ausgibt;

eine Anstiegsdetektoreinrichtung (24A) zum Erfassen des Anstiegs des extrahierten primären Vorsynchronisierimpulses, um einen ersten Impuls zu erzeugen;

30 eine Abfalldetektoreinrichtung (24B) zum Erfassen des Abfalls des extrahierten primären Synchronisierimpulses, um einen zweiten Impuls zu erzeugen;

eine Eliminiereinrichtung (21, 26A) für den primären Synchronisierimpuls, die auf das Lückenerfassungssignal anspricht und als ein Zwischensignal das erste Manchester-Biphasensignal (TXO) ausgibt, aus dem der primäre Vorsynchronisierimpuls eliminiert wurde;

35 eine Impulsgeneratoreinrichtung (28A, 28B) zum Erzeugen eines dritten Impulses alle 0,5-Bit Längen der Manchester-Biphasensignale während einer Zeitspanne, während der jeder Impuls des Zwischensignals einen hohen Pegel hat nach dem Zeitpunkt seines entsprechenden Anstiegs; und

40 eine Impulsfolgegeneratoreinrichtung (25, 29) zum Kombinieren des ersten, zweiten und dritten Impulses zu einer Serie von Impulsen und zum Ausgeben eines schmalen Impulses, der kürzer ist als die 0,5-Bit Länge, in Abhängigkeit von jedem Impuls in der Serie, wodurch die Impulsfolge erhalten wird, die in die Folge optischer Impulse umzuwandeln ist.

9. Kodierer nach Anspruch 8, bei dem die Einrichtung (21; 26B) zum Extrahieren des primären Vorsynchronisierimpulses eine erste Gateeinrichtung (26B) zum Hindurchlassen des

primären Vorsynchronisierimpulses (PPSSP) durch dieselbe sowie eine Gatesteuereinrichtung (21) einschließt, die auf den Abfall des primären Vorsynchronisierimpulses anspricht und ein Gatesteuersignal erzeugt, um die erste Gateeinrichtung zu deaktivieren, und bei dem die Einrichtung (26A) zum Eliminieren des primären Vorsynchronisierimpulses eine zweite Gateeinrichtung (26A) einschließt, der das Gatesteuersignal von der Gatesteuereinrichtung (21) geliefert wird, um die Unterbindung des Durchlasses des ersten Manchester-Biphasensignals (TXO) durch dieselbe aufzuheben.

10 10. Kodierer nach Anspruch 8 oder 9, bei dem die Impulsfolgegeneratoreinrichtung (25, 29) eine ODER-Schaltung (25) zum Kombinieren des ersten Impulses, des zweiten Impulses und der dritten Impulse zu einer Serie von Impulsen sowie einen Generator (29) für schmale Impulse einschließt, der auf jeden Ausgabeimpuls der ODER-Schaltung anspricht und einen schmalen Impuls einer Breite erzeugt, die einer 0,25-Bit Länge der Manchester-Biphasensignale gleicht.

15 11. Empfangsseitiger Dekodierer zur Verwirklichung eines Übertragungssystems; bei dem ein erstes erster und zweiter Manchester-Biphasensignale (TXO, TXN), angeführt durch einen primären Vorsynchronisierimpuls (PPSSP) in eine Folge optischer Impulse umgewandelt und über einen optischen Bus (11) übertragen wird und eine empfangene Folge optischer Impulse in ein elektrisches Impulsfolgesignal umgewandelt wird, von dem die Manchester-Biphasensignale wiedergewonnen werden, wobei der Dekodierer folgendes aufweist:

20 eine Busruhedetektoreinrichtung (42) zum Feststellen, daß das elektrische Impulsfolgesignal für mehr als eine vorherbestimmte Zeitspanne auf niedrigem Pegel bleibt und zum Ausgeben eines Busruhesignals (BQ) eines vorherbestimmten logischen Pegels in Abhängigkeit von der Feststellung und zum Halten des Busruhesignals bis zum Anstieg eines ersten Impulses des elektrischen Impulsfolgesignals;

eine erste Gateeinrichtung (46) zum Hindurchlassen des ersten Impulses und eines zweiten Impulses des elektrischen Impulsfolgesignals durch dieselbe;

30 eine Generatoreinrichtung (47) eines primären Vorsynchronisierimpulses zum Erzeugen eines primären Vorsynchronisierimpulses, der in Abhängigkeit von dem ersten Impuls von der Gateeinrichtung steigt und in Abhängigkeit von dem zweiten Impuls abfällt;

eine Generatoreinrichtung (52) eines Gatesteuersignals zum Erzeugen eines Gatesteuersignals für das Deaktivieren der ersten Gateeinrichtung (46) in Abhängigkeit von der nachlaufenden Flanke des primären Vorsynchronisierimpulses nach dem Durchlaß des zweiten Impulses durch die erste Gateeinrichtung;

35 eine zweite Gateeinrichtung (44), die geeignet ist, von dem Gatesteuersignal aktiviert zu werden, um den Durchlaß des elektrischen Impulsfolgesignals durch dieselbe nach dem zweiten Impuls zu erlauben;

40 eine Impulsgeneratoreinrichtung (45) zum Erzeugen eines Impulses einer 0,5-Bit Länge der Manchester-Biphasensignale in Abhängigkeit von jedem Impuls, der die zweite Gateeinrichtung passiert hat;

eine Kombiniereinrichtung (51) zum Kombinieren des primären Vorsynchronisierimpulses von der Generatoreinrichtung für den primären Vorsynchronisierimpuls und der Impulse von

der Impulsgeneratoreinrichtung zu einer Impulsfolge zur Ausgabe als das wiedergewonnene erste Manchester-Biphasensignal; und

5 eine Invertiereinrichtung (49) zum Invertieren der Logik des wiedergewonnenen ersten Manchester-Biphasensignals und zum Ausgeben des invertierten Signals als das wiedergewonnene zweite Manchester-Biphasensignal.

12. Dekodierer nach Anspruch 7 oder 11 ferner mit einer Lückendetektoreinrichtung (48), um festzustellen, daß das wiedergewonnene erste Manchester-Biphasensignal über mehr als eine vorherbestimmte Zeitspanne auf niedrigem Pegel bleibt und um das wiedergewonnene
10 zweite Manchester-Biphasensignal zwangsweise auf niedrigen Pegel zu bringen.

FIG. 2 STAND DER TECHNIK

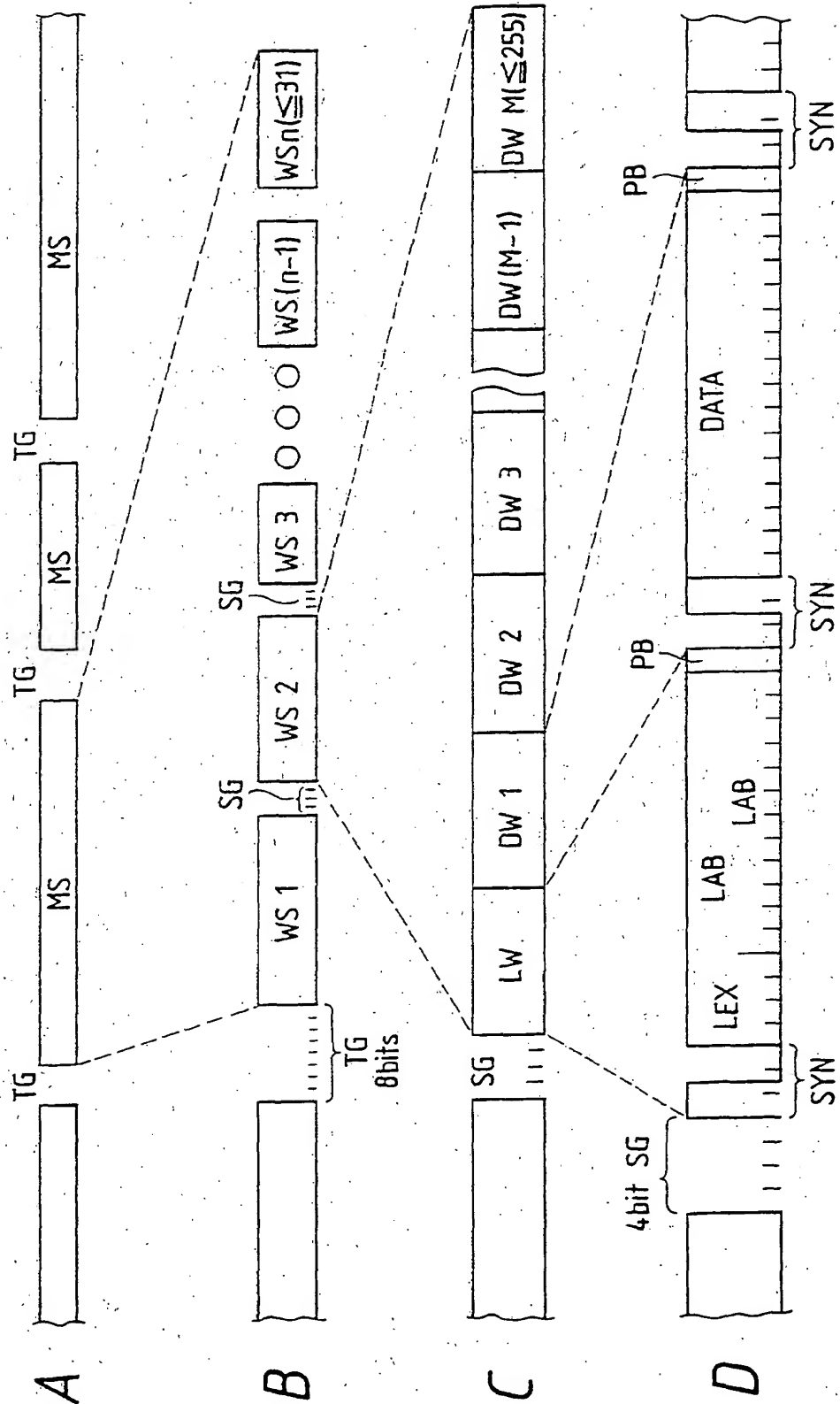


FIG. 3

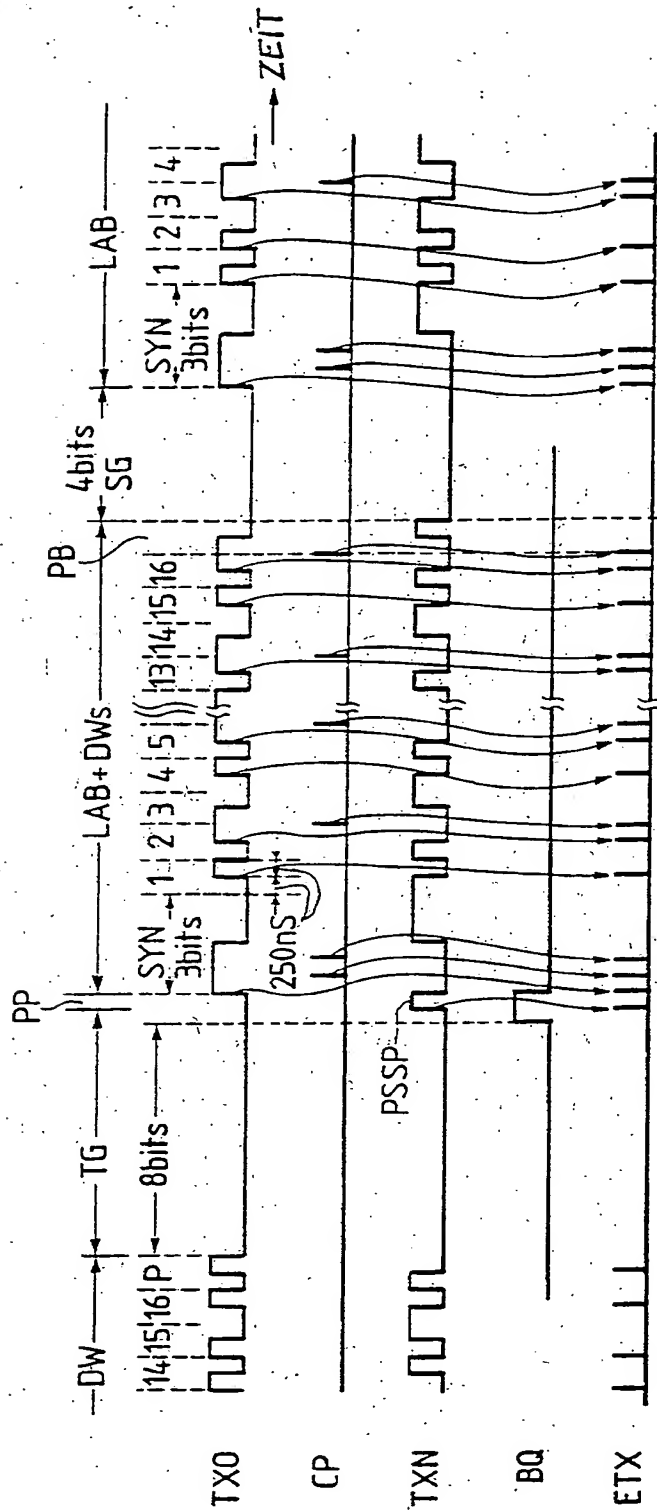


FIG. 4

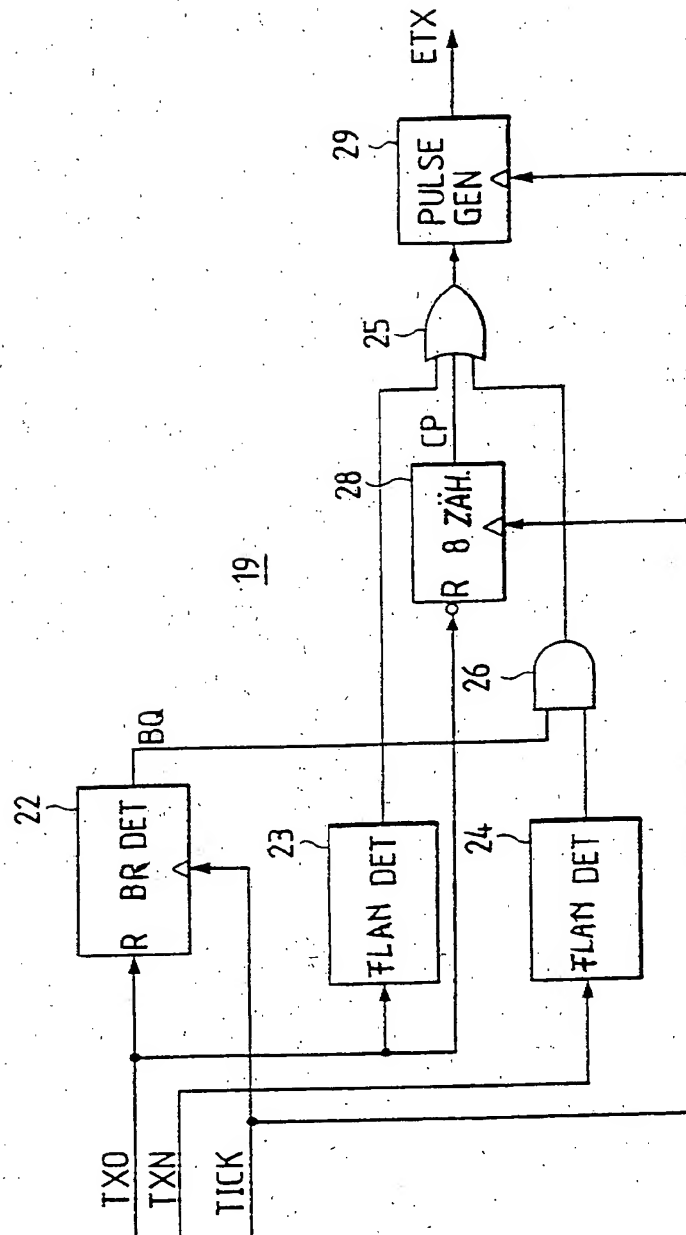


FIG. 5

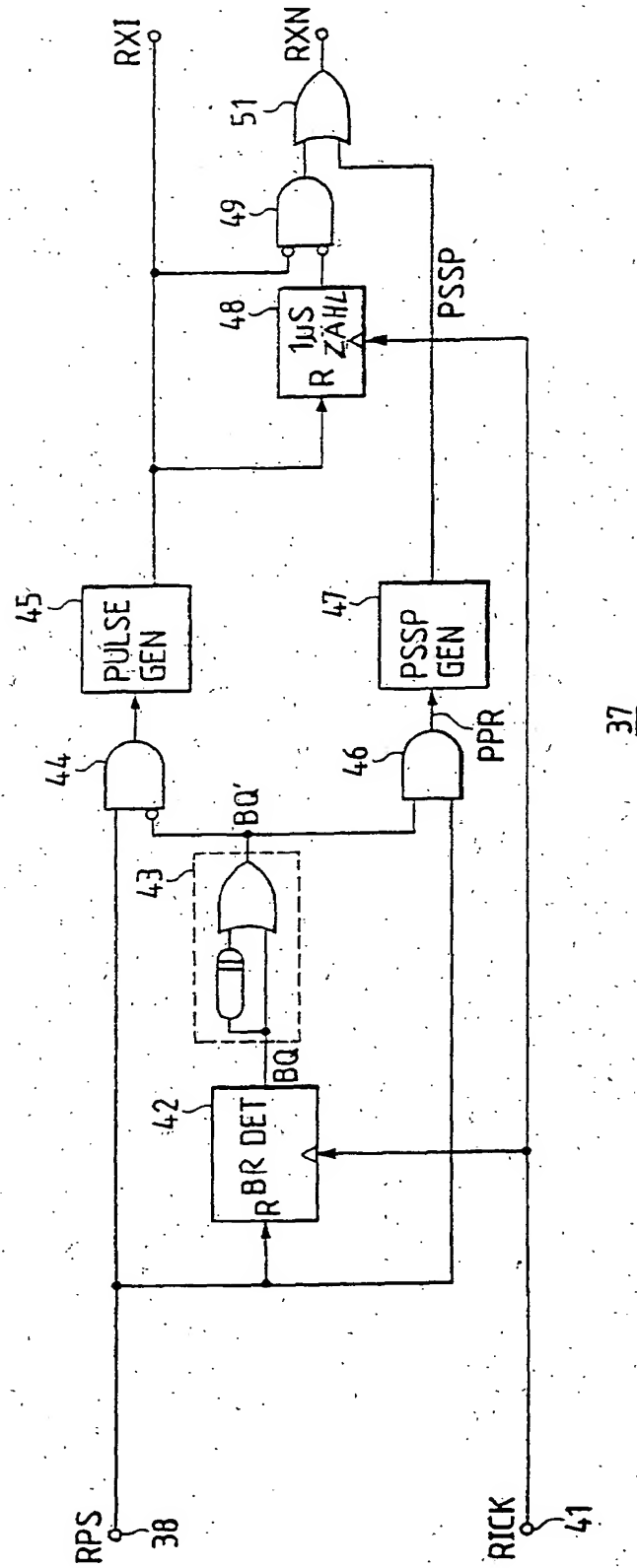


FIG. 6

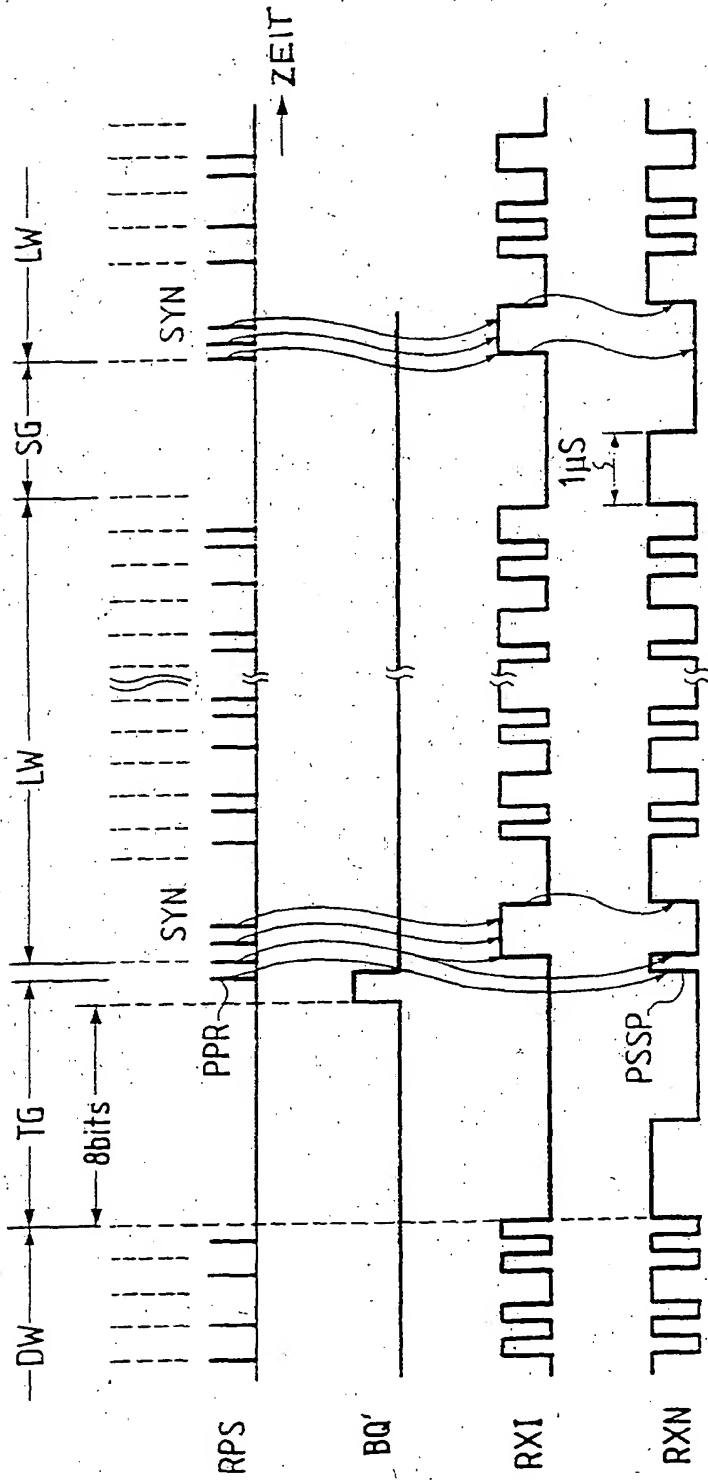


FIG. 7

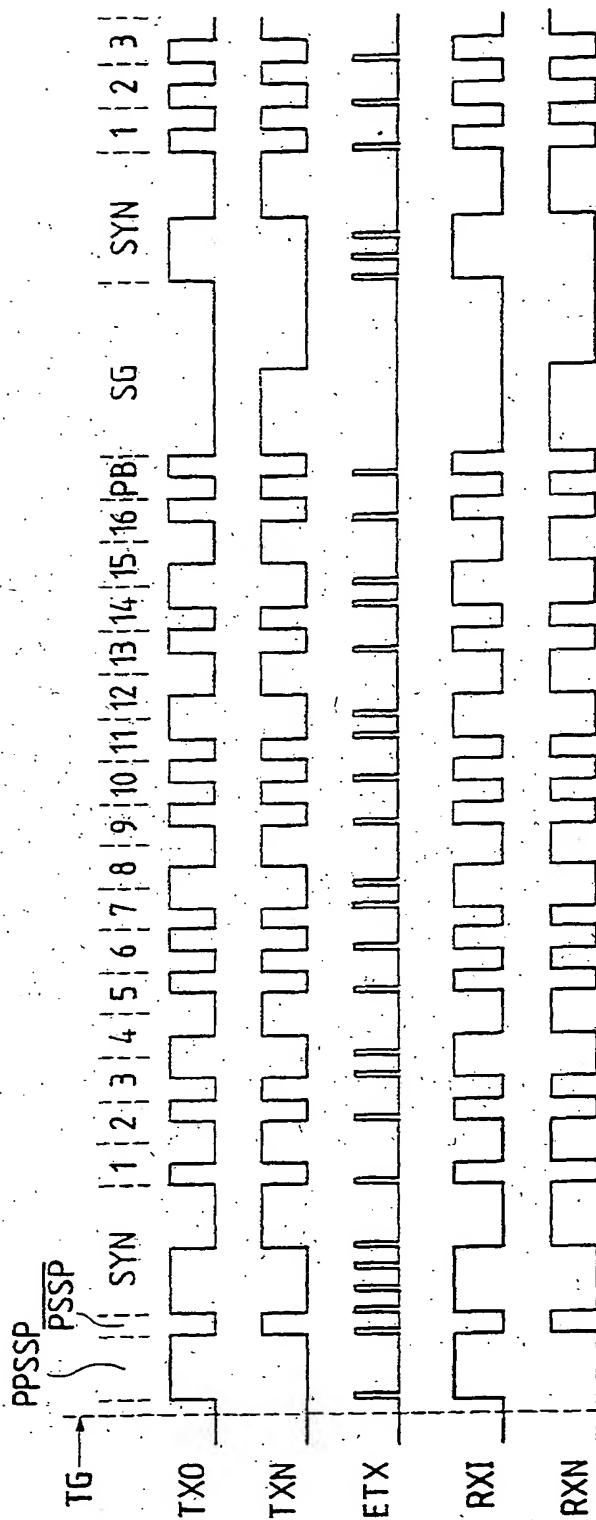


FIG. 9

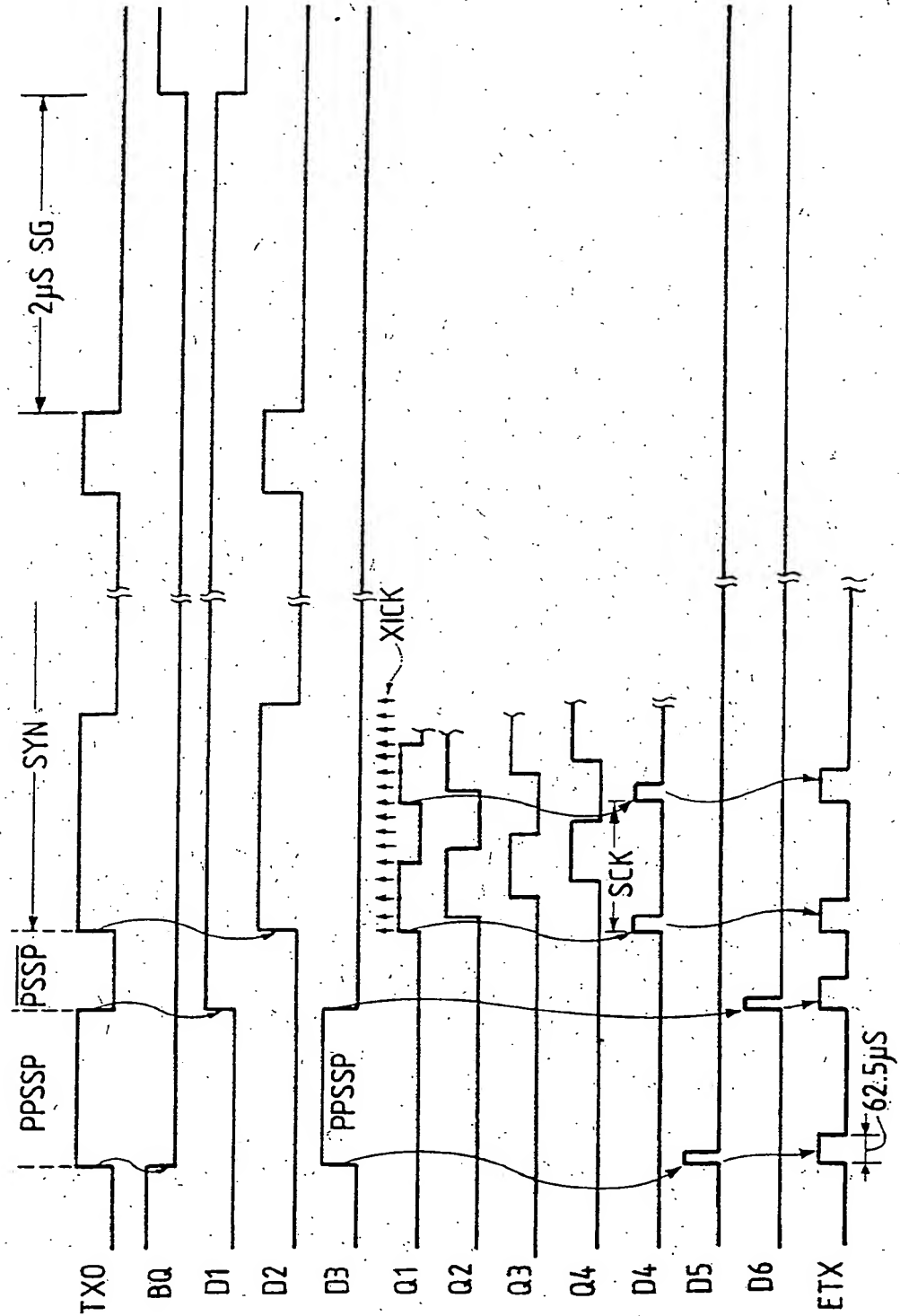


FIG. 10

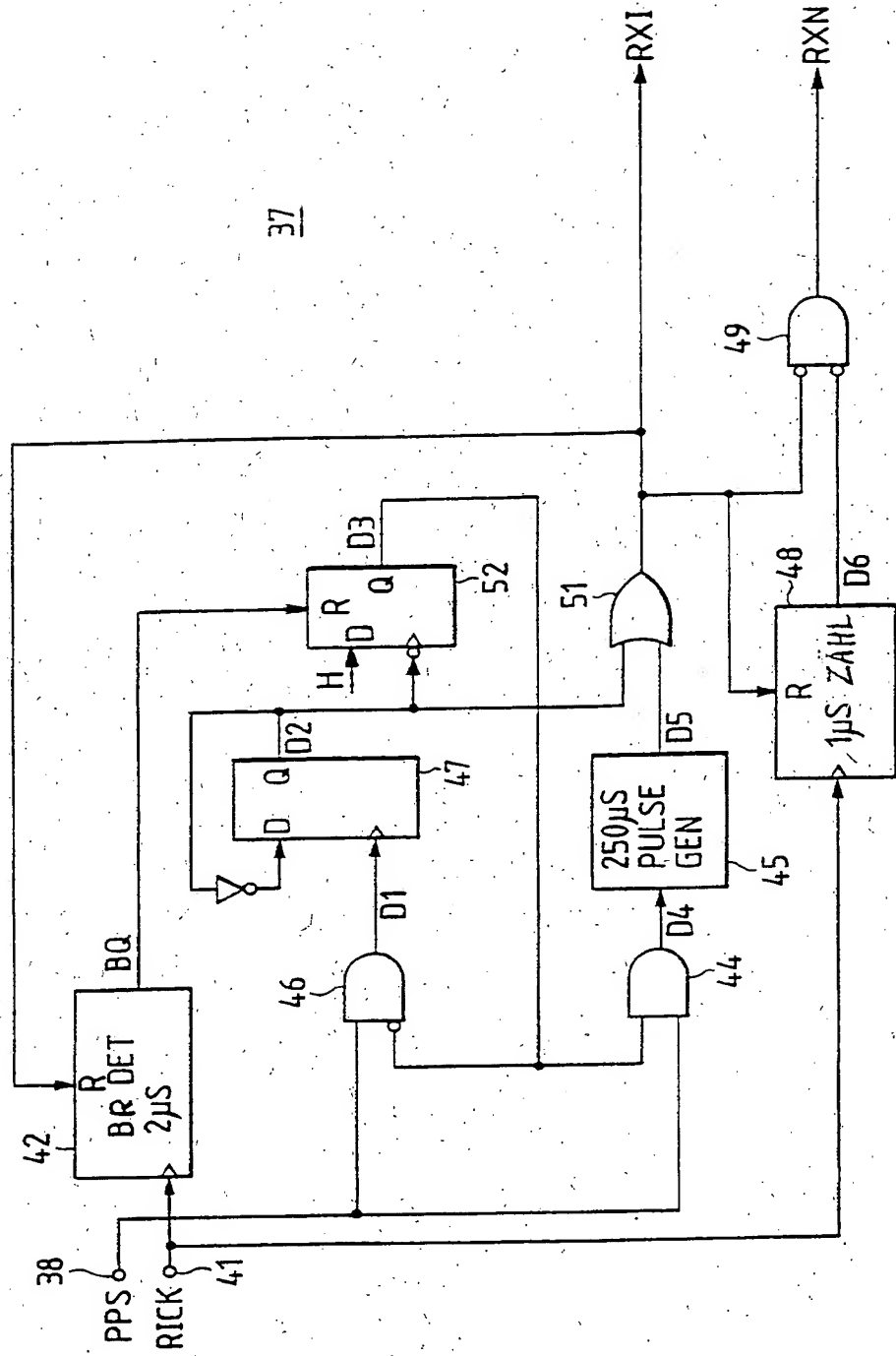


FIG. 11

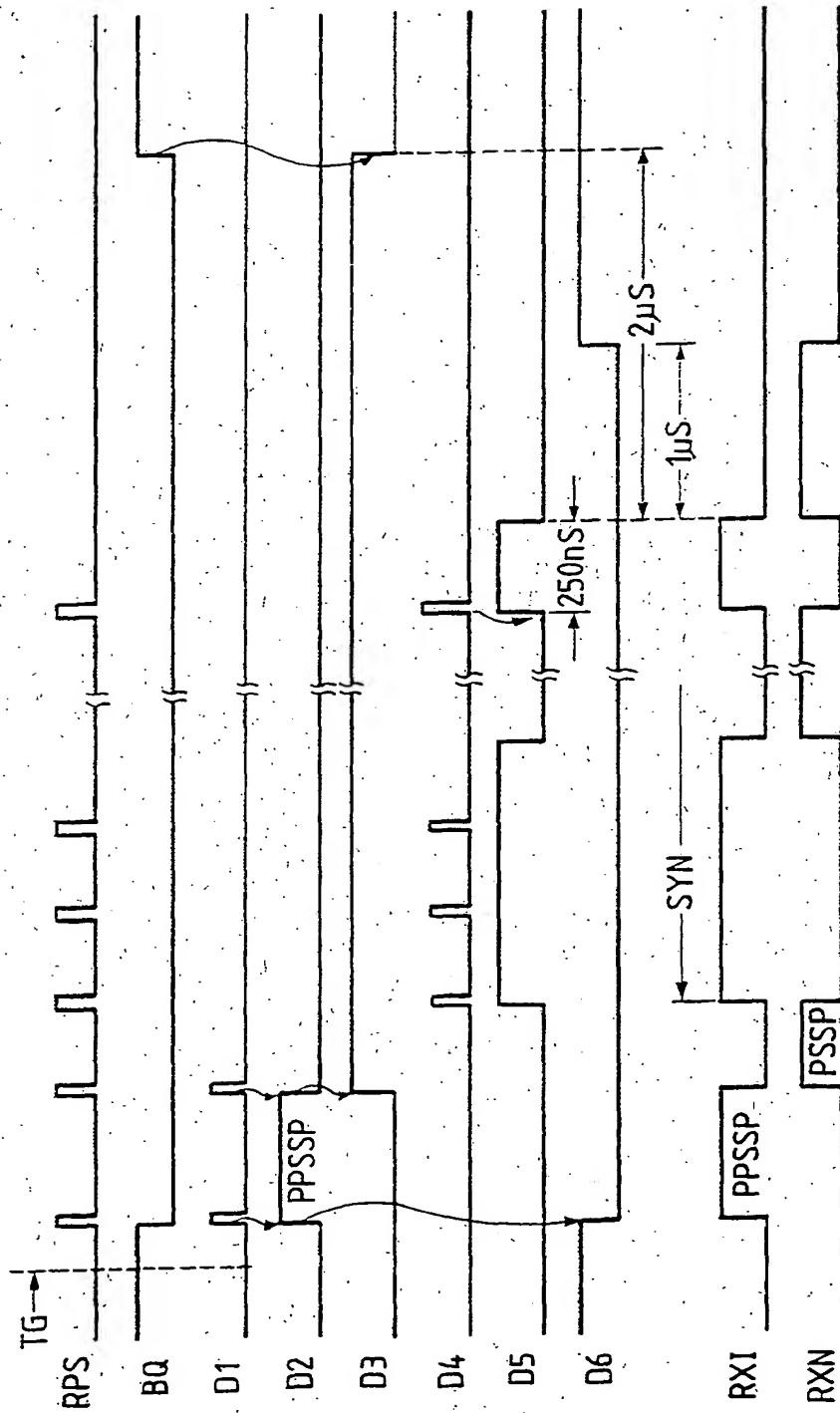


FIG. 12

